

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 11289045
PUBLICATION DATE : 19-10-99

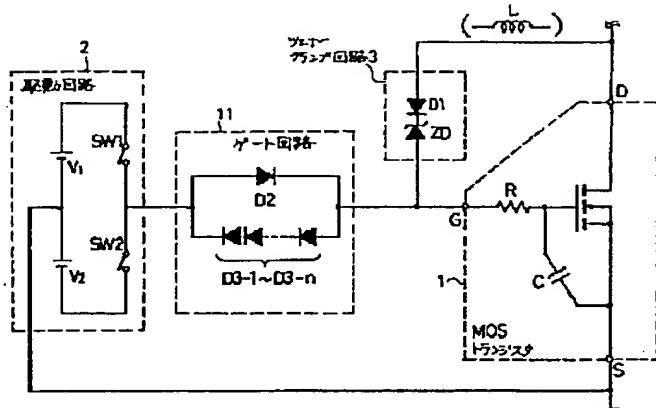
APPLICATION DATE : 03-04-98
APPLICATION NUMBER : 10091896

APPLICANT : TOYOTA AUTOM LOOM WORKS LTD;

INVENTOR : SAEGUSA HIRONORI;

INT.CL. : H01L 23/62

TITLE : PROTECTING CIRCUIT FOR VOLTAGE DRIVING TYPE SEMICONDUCTOR ELEMENT AND VOLTAGE DRIVING TYPE SEMICONDUCTOR CIRCUIT EQUIPPED WITH OVERVOLTAGE PROTECTING FUNCTION



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress variation due to the temperature of an overshoot voltage at the time of switching a semiconductor element.

SOLUTION: An MOS transistor 1 is driven by a driving circuit 2. A Zener clamp circuit 3 is provided between the drain and gate of the MOS transistor 1, and a Zener diode ZD is included in this Zener clamp circuit 3. A gate circuit 11 is provided with a diode D2 for allowing currents to flow from the driving circuit 2 to the MOS transistor 1, and diodes D3-1 to D3-n for allowing currents to flow from the MOS transistor 1 to the driving circuit 2. The diodes D3-1 to D3-n are serially connected with each other.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-289045

(43)公開日 平成11年(1999)10月19日

(51)Int.Cl.⁶

H 01 L 23/62

識別記号

F I

H 01 L 23/56

A

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全9頁)

(21)出願番号 特願平10-91896

(71)出願人 000003218

(22)出願日 平成10年(1998)4月3日

株式会社豊田自動織機製作所

愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地

(72)発明者 三枝 弘典

愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会

社豊田自動織機製作所内

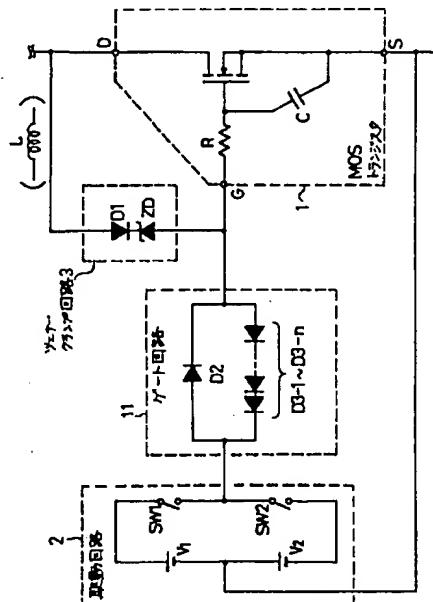
(74)代理人 弁理士 大曾 義之

(54)【発明の名称】 電圧駆動型半導体素子の保護回路、および過電圧保護機能を備えた電圧駆動型半導体回路

(57)【要約】

【課題】 半導体素子のスイッチング時のオーバーシュート電圧の温度によるばらつきを抑える。

【解決手段】 MOSトランジスタ1は、駆動回路2によって駆動される。ウェーナークランプ回路3は、MOSトランジスタ1のドレイン・ゲート間に設けられており、ウェナーダイオードZDを含む。ゲート回路11は、駆動回路2からMOSトランジスタ1へ向かう方向に電流を流すダイオードD2、およびMOSトランジスタ1から駆動回路2へ向かう方向に電流を流すダイオードD3-1～D3-nを備える。ダイオードD3-1～D3-nは、互いに直列に接続されている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 駆動回路からの信号に従って駆動される電圧駆動型の半導体素子を過電圧から保護する回路であって、

上記半導体素子に印加される電圧が所定値を超えたときに上記半導体素子のゲートに電荷を供給する過電圧検出手段と、

上記半導体素子のスイッチング閾値電圧の温度依存性を補償する電圧を生成して上記半導体素子のゲートに供給する温度補償手段と、

を有する半導体素子の保護回路。

【請求項2】 駆動回路からの信号に従って駆動される電圧駆動型の半導体素子を過電圧から保護する回路であって、

上記半導体素子のドレインとゲートとの間に設けられ、カソードが上記ドレイン側に接続され且つアノードが上記ゲート側に接続されるように設けられたツェナーダイオードを含む過電圧検出手段と、

上記半導体素子のゲートと上記駆動回路との間に設けられ、上記半導体素子から上記駆動回路へ向かう方向に電流を流す1または直列に設けられた複数のダイオードを含む温度補償手段と、

を有する半導体素子の保護回路。

【請求項3】 上記1または複数のダイオードの順方向電圧の温度依存性と上記半導体素子のスイッチング閾値電圧の温度依存性とを互いに実質的に同じにした請求項2に記載の保護回路。

【請求項4】 駆動回路からの信号に従って駆動される電圧駆動型の半導体素子と、

上記半導体素子に印加される電圧が所定値を超えたときに上記半導体素子のゲートに電荷を供給する過電圧検出手段と、

上記半導体素子のスイッチング閾値電圧の温度依存性を補償する電圧を生成して上記半導体素子のゲートに供給する温度補償手段と、

を有する半導体回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、電圧駆動型の半導体素子を保護する回路に係わり、特に、スイッチング時のサージ電圧またはオーバーシュート電圧からその半導体素子を保護する技術に係わる。

【0002】

【従来の技術】 半導体回路を電力制御用に利用することが広く行われている。例えば、近年、電気自動車等の開発が進むに連れて、モータを制御するためのスイッチング素子として大電流を流すことができるMOSトランジスタなどの電圧駆動型の半導体素子が利用されている。

【0003】 電圧駆動型の半導体素子は、スイッチング素子として使用される場合には、一般に、スイッチング

時（特に、ターンオフ時）にその周辺のインダクタ成分等の影響でサージ電圧が印加される。このため、半導体素子、特に高い電源電圧が印加される半導体素子には、そのようなサージ電圧から半導体素子自体を守るための保護回路がしばしば設けられる。

【0004】 図6は、保護回路が設けられた電圧駆動型半導体素子の一例を示す図である。ここでは、電圧駆動型の半導体素子をMOSトランジスタとして説明する。MOSトランジスタ1は、駆動回路2からの駆動信号に

従ってオン／オフが切り換えられる。具体的には、MOSトランジスタ1は、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthを越えている期間にオン状態となり、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vth以下の期間にオフ状態となる。この閾値電圧Vthは、MOSトランジスタ1を構成する各半導体領域の不純物濃度やその形状などを調整することにより、所望の値に設定できる。なお、コンデンサCは、寄生容量成分である。

【0005】 駆動回路2は、MOSトランジスタ1を駆動するための駆動信号を生成する。ツェナークランプ回路

20 3は、MOSトランジスタ1のドレイン・ソース間に印加される過電圧を防ぐことを目的として設けられている。ツェナークランプ回路3は、そのアノードがMOSトランジスタ1のドレインに接続されたダイオードD1と、そのアノードがMOSトランジスタ1のゲートに接続され且つそのカソードがダイオードD1のカソードに接続されたツェナーダイオードZDから構成されている。

【0006】 次に、MOSトランジスタ1をサージ電圧から保護する動作を図7を参照しながら説明する。MOSトランジスタ1は、駆動回路2からそのゲートに「H」が印加されると、オン状態になり、そのドレイン電圧は低下する。したがって、このとき、ツェナークランプ回路3を介しては電流は流れない。

【0007】 MOSトランジスタ1のターンオフ時の動作は、以下の通りである。時刻T1において、駆動回路2からゲートに「L」が印加されると、ゲート・ソース間電圧VGSが低下してゆく。時刻T2～T3では、MOSトランジスタ1は、大きなミラー容量を持った積分器として動作し、時刻T3～T4では、MOSトランジスタ1は、小さなミラー容量を持った積分器として動作する。なお、ミラー容量は、MOSトランジスタ1のドレイン・ゲート間の容量に相当する。

【0008】 時刻T2以後、ドレイン・ソース間電圧VDSは上昇してゆく。一方、MOSトランジスタ1のドレイン電流Idは、時刻T4付近から減少し始めてゆき、ゲート・ソース間電圧VGSがMOSトランジスタ1の閾値電圧Vthの近傍にまで低下すると流れなくなる。

【0009】 上記構成において、MOSトランジスタ1の周辺には、一般的に、インダクタンス成分が存在するので、MOSトランジスタ1がターンオフされると、そ

のドレインにはサージ電圧が印加される。このため、MOSトランジスタ1がターンオフされると、ドレイン・ソース間電圧VDSは急激に上昇してゆく。

【0010】上記サージ電圧により、ドレイン・ソース間電圧VDSがツエナー電圧Vzを越えると、ツエナークラップ回路3は、MOSトランジスタ1のドレインからゲートへ向かう方向に電流を流す。なお、図中、「 α 」は、ダイオードD1の順方向電圧などの総称である。このツエナークラップ回路3を介して流れる電流は、MOSトランジスタ1のコンデンサCを充電するので、ゲート・ソース間電圧VGSは、閾値電圧Vthよりも大きな値に保持される。このため、MOSトランジスタ1のドレイン・ソース間に電流が流れ、ドレイン・ソース間電圧VDSの上昇は抑えられる。この後、ドレイン・ソース間電圧VDSがツエナー電圧Vzよりも小さくなると、ツエナークラップ回路3は電流を流さなくなり、コンデンサCが放電される。そして、コンデンサCが放電されてゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vth付近にまで低下すると、MOSトランジスタ1は電流を流さなくなり、オフ状態に達する。

【0011】上記構成において、ツエナー電圧VzをMOSトランジスタ1の耐圧よりも小さく設定することにより、MOSトランジスタ1にその耐圧を越える電圧が印加されることを防いでいる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】ところで、半導体素子の特性は、一般に知られているように、温度に依存して変化する。たとえば、図6および図7を参照しながら言及したMOSトランジスタの閾値電圧は、温度の上昇に伴って低くなっていく。このようにMOSトランジスタの閾値電圧が変化すると、それに伴って、ターンオフ時にドレイン・ソース間に印加されるサージ電圧の大きさも変化してしまう。以下、この問題点について図8を参照しながら説明する。

【0013】なお、MOSトランジスタの閾値電圧は、一般には、ドレイン電流が流れ始めるようなゲート・ソース間電圧（或いは、ドレイン電流が流れなくなるゲート・ソース間電圧）を意味するが、以下では、「閾値電圧」という言葉を、「MOSトランジスタのターンオフ過程において、そのMOSトランジスタが抵抗領域で動作はじめるゲート・ソース間電圧」という意味で用いる。

【0014】駆動回路2からゲートに与えられる信号「H」から「L」に変化すると、ゲート・ソース間電圧VGSは時間経過とともに抵抗RおよびコンデンサCによる時定数の放電特性に従ったカーブを描きながら減少していく。そして、この電圧VGSが閾値電圧Vthよりも小さくなると、MOSトランジスタ1は抵抗領域で動作するようになる。ところが、この閾値電圧Vthは、温度に依存して変化する。このため、温度が変化すると、ゲー

ト・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthにまで減少するタイミングが変化する。図8に示す例では、低温時には、時刻T1においてゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthにまで減少するのに対し、温度が上昇すると、時刻T11においてゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthにまで減少する。

【0015】ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthよりも小さくなると、上述したように、MOSトランジスタ1が抵抗領域で動作するようになるので、ドレイン・ソース間電圧VDSが上昇していく。ここで、このドレイン・ソース間電圧VDSが上昇していくスピードは、当業者にはよく知られているように、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthにまで減少したタイミングにおけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化の大きさ（図中、VGSの傾きによって表される：dv/dt）に依存する。具体的には、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthにまで減少したタイミングにおいて、ゲート・ソース間電圧VGSの時間変化率が大きければ、ドレイン・ソース間電圧VDSは急峻に立ち上がり、ゲート・ソース間電圧VGSの時間変化率が小さければ、ドレイン・ソース間電圧VDSは比較的緩やかに立ち上がる。

【0016】ドレイン・ソース間電圧VDSが上昇してツエナー電圧Vzを越えると、ツエナークラップ回路3を介して電流が流れ、その電流がコンデンサCに充電されることによりゲート・ソース間電圧VGSも上昇する。そして、この電圧VGSが閾値電圧Vthを越えると、MOSトランジスタ1には大きなドレイン電流が流れ、ドレイン・ソース間電圧VDSが減少に向かう。ところが、図8に示してあるように、ドレイン・ソース間電圧VDSがツエナー電圧Vzを越えてから、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthを越えてMOSトランジスタ1に大きなドレイン電流が流れるようになるまでの期間（低温における期間T12～T13、および高温における期間T22～T23）は、ドレイン・ソース間電圧VDSは上昇し続ける。このとき、ドレイン・ソース間電圧VDSの上昇スピードは、上述したように、温度が低いほど速くなっている。したがって、ドレイン・ソース間電圧VDSは、温度が低くなるにつれて、ツエナー電圧Vzをより大きく越えることになる。

【0017】このように、電圧駆動型の半導体素子は、過電圧から半導体素子を保護するための回路を設けた場合であっても、スイッチング時等においては瞬間的な過電圧がその半導体素子に印加されてしまうことがある。そして、従来技術による保護回路においては、その瞬間的な過電圧の大きさが温度によって変化していた。このため、半導体素子の耐圧のマージンを見積もることが難しかった。

【0018】本発明の課題は、半導体素子のスイッチング時のオーバーシュート電圧の温度によるばらつきを抑えることである。

【0019】

【課題を解決するための手段】本発明の保護回路は、駆動回路からの信号に従って駆動される電圧駆動型の半導体素子を過電圧から保護する構成であって、上記半導体素子に印加される電圧が所定値を越えたときに上記半導体素子のゲートに電荷を供給する過電圧検出手段と、上記半導体素子のスイッチング閾値電圧の温度依存性を補償する電圧を生成して上記半導体素子のゲートに供給する温度補償手段と、を有する。

【0020】上記構成によれば、スイッチング閾値電圧は、温度補償手段により補償されているので、温度が変化した場合であっても同じ条件でスイッチング動作が実行される。このため、スイッチング時に印加されるオーバーシュート電圧は、温度に依存しなくなる。

【0021】本発明の他の態様の保護回路は、駆動回路からの信号に従って駆動される電圧駆動型の半導体素子を過電圧から保護する構成であって、上記半導体素子のドレインとゲートとの間に設けられカソードが上記ドレイン側に接続され且つアノードが上記ゲート側に接続されるように設けられたツェナーダイオードを含む過電圧検出手段と、上記半導体素子のゲートと上記駆動回路との間に設けられ上記半導体素子から上記駆動回路へ向かう方向に電流を流す1または直列に設けられた複数のダイオードを含む温度補償手段と、を有する。

【0022】上記構成において、ツェナーダイオードは、半導体素子のドレインに印加される電圧が増加してそのツェナーレ電圧を越えると、逆方向電流を流して半導体素子のゲートに電荷を供給する。この電荷は、半導体素子を駆動するための信号となりうる。また、半導体素子のスイッチング閾値電圧の温度依存性およびダイオードの順方向電圧の温度依存性は、共に温度に対して負の相関を持っている。したがって、必要に応じて所定数のダイオードを直列に接続すれば、ダイオードの順方向電圧として、スイッチング閾値電圧の温度依存性を補償するような特性が得られる。その他の作用は、上述した他の態様と同じである。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態について図面を参照しながら説明する。図1は、本実施形態の過電圧保護機能を備えた半導体回路である。ここでは、保護対象の半導体素子をMOSトランジスタとしている。なお、MOSトランジスタの閾値電圧は、一般には、ドレイン電流が流れ始めるようなゲート・ソース間電圧（或いは、ドレイン電流が流れなくなるゲート・ソース間電圧）を意味するが、以下では、「閾値電圧」という言葉を、「MOSトランジスタのターンオフ過程において、そのMOSトランジスタが抵抗領域で動作しはじめるゲート・ソース間電圧」という意味で用いる。すなわち、ゲート・ソース間電圧が低下して閾値電圧よりも小さくなると、MOSトランジスタは抵抗領域で動作する

ようになる。抵抗領域では、MOSトランジスタは、ドレイン電流に対して抵抗体として動作する。また、ゲート・ソース間電圧が閾値電圧よりも高いときには、MOSトランジスタは、実質的に導通状態となっている。

【0024】MOSトランジスタ1、駆動回路2、およびツェナーフラップ回路3は、それぞれ図6を参照しながら説明したものと同じである。但し、駆動回路2については、より具体的に示しているので簡単に説明を加えておく。駆動回路2は、直流電源V1およびV2、およびスイッチSW1およびSW2を備える。MOSトランジスタ1をオン状態にするときには、駆動回路2は、スイッチSW1をオン、SW2をオフにし、ゲート・ソース間に正電圧（ここでは、ソース電圧に対してゲート電圧が高い状態を言う。「H」と呼ぶことある）を印加する。このことにより、ゲートに電流が供給され、そしてコンデンサCに電荷が蓄積されてゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthを越えると、MOSトランジスタ1はオン状態になる。一方、MOSトランジスタ1をオフ状態にするときには、駆動回路2は、スイッチSW1をオフ、SW2をオンにし、ゲート・ソース間に負電圧（ここでは、ソース電圧に対してゲート電圧が低い状態を言う。「L」と呼ぶこともある。）を印加する。このことにより、コンデンサCから電荷が引き抜かれ、MOSトランジスタ1はターンオフする。

【0025】駆動回路2のスイッチSW1およびSW2は、図1には示していない制御回路により制御される。ここで、図1に示す半導体回路を使用する具体例を図2に示す。

【0026】図2は、電気自動車などのモータを駆動するインバータ回路である。このインバータ回路は、6つ（3組）のMOSトランジスタを含み、直流電源から3相交流を生成してモータ21に供給する。制御回路22は、アクセルの踏角を表す信号およびモータ22の回転数を表すフィードバック信号等に従って、各MOSトランジスタに対して設けられた駆動回路Dに制御信号を送る。各駆動回路Dは、それぞれ受信した制御信号に従ってMOSトランジスタをスイッチングする。上記構成において、図1に示した回路は、1組のMOSトランジスタおよび駆動回路Dに相当する。すなわち、図2に示すインバータ回路は、図1に示す回路を6つ備えた構成である。なお、図2において、ツェナーフラップ回路3およびゲート回路11は省略している。

【0027】図1に戻る。本実施形態の回路は、図6に示した従来の構成に対してゲート回路11を設けることによって実現される。ゲート回路11は、電流を駆動回路2からMOSトランジスタ1のゲートへ向かう方向に流すように設けられたダイオードD2、および電流をMOSトランジスタ1のゲートから駆動回路2へ向かう方向に流すように設けられたn個のダイオードD3-1～D3-nから構成される。n個のダイオードD3-1～

D3-nは、互いに直列に接続されている。

【0028】図1に示す本実施形態において、MOSトランジスタ1をスイッチングする際の動作、およびMOSトランジスタ1のドレイン・ソース間に過電圧が印加されたときにツェナークリンプ回路3を介して電流を流すことによってMOSトランジスタ1をターンオンする動作は、基本的に、図6に示した従来の構成における動作と同じである。ただし、本実施形態では、ダイオードD3-1～D3-nを設けたことにより、MOSトランジスタ1のゲートに印加される電位、即ち、ゲート・ソース間電圧VGSが従来の構成と異なってくる。

【0029】図3は、ターンオフ時のゲート・ソース間電圧VGSを説明する図である。ゲート・ソース間電圧VGSは、MOSトランジスタ1がオン状態の期間は、ゲート回路11の有無に係わらず、実質的に一定の値（電源V1の出力電圧）となっている。なお、実際には、ダイオードD2を設けているので、ゲート回路11を設けることにより或いは温度が変化することにより、MOSトランジスタ1がオン状態の期間のゲート・ソース間電圧VGSが常にである一定とは言えないが、ここではその変化量が小さいものとして無視することにする。

【0030】駆動回路2からゲートに供給される信号が「H」から「L」に切り替わった直後のターンオフ過程では、ゲート・ソース間電圧VGSは、コンデンサCから電荷が引き抜かれてゆくので、抵抗RおよびコンデンサCの時定数による放電特性に従って減少していく。図3に示す3本の曲線のうち、一番下の曲線はダイオードD3-1～D3-nを設けなかった場合のゲート・ソース間電圧VGSの変化を表し、上の2本の曲線は、ダイオードD3-1～D3-nを設けた場合を表す。

【0031】MOSトランジスタ1をターンオフする際には、電源V2によりコンデンサCに充電されている電荷を引き抜くので、ダイオードD3-1～D3-nを介して順方向電流が流れる。このため、ダイオードD3-1～D3-nを設けた場合のゲート電位は、ターンオフ過程が終了して安定したオフ状態に入るときには、ダイオードD3-1～D3-nを設けていない場合と比べて、ダイオードD3-1～D3-nによる順方向電圧の分だけ高くなる。したがって、ダイオードD3-1～D3-nを設けた場合、ターンオフ過程におけるゲート・ソース間電圧VGSは、ダイオードD3-1～D3-nを設けていない場合と比べて、やや緩やかに減少していくことになる。

【0032】また、ターンオフ過程においてゲート・ソース間電圧VGSが減少していく曲線は、温度によっても変化する。この現象は、ダイオードの特性が、図4(a)および(b)に示すように、温度に依存して変化するためにはじまる。尚、ダイオードの順方向電圧は、同図に示すように、温度の上昇に伴って低くなる傾向を持っている。このため、ダイオードD3-1～D3-nを設けた

場合には、ゲート・ソース間電圧VGSは、ターンオフ過程が終了して安定したオフ状態に入るときには、高温時よりも低温時の方が高くなる。したがって、ターンオフ過程におけるゲート・ソース間電圧VGSは、ダイオードD3-1～D3-nを設けた場合には、温度が低い程緩やかに減少していく。

【0033】なお、ダイオードの順方向電圧の温度に対する変化率（図4(b)において、傾き）は、n本のダイオードを直接に接続すると、n倍になる。換言すれば、ダイオードの本数を変えることにより、所望の温度特性を得ることができる。

【0034】ところで、MOSトランジスタの動作状態を決定するゲート・ソース間電圧の閾値（請求項に記載のスイッチング閾値電圧に相当する）は、上述したように、温度に依存して変化する。従って、ゲート回路11を設けていない場合には、低温時には図3のA点においてMOSトランジスタ1が実際にターンオフされるのに対し、高温時にはB点においてターンオフされる。この場合、A点におけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化量(dv/dt)がB点におけるそれよりも大きいことについて、低温時のサージ電圧が大きくなってしまうことについては、図8を参照しながら説明した通りである。

【0035】ここで、図5を参照しながら、ゲート・ソース間電圧とドレイン・ソース間電圧との関係について簡単に説明しておく。図5は、MOSトランジスタの特性の一例を示す図である。同図に示すように、ドレイン電流IDは、ドレイン・ソース間電圧VDSの関数であると共に、ゲート・ソース間電圧VGSの関数でもある。したがって、任意のドレイン電流(ID')に着目すると、ドレイン・ソース間電圧VDSは、ゲート・ソース間電圧VGSの変化に伴って変化する。たとえば、ゲートソース間電圧VGSが10Vから8Vへ減少すると、ドレイン・ソース間電圧VDSは電圧VDSXから電圧VDSYへ上昇する。このとき、ゲート・ソース間電圧VGSの変化が速ければ、それに伴って、ドレイン・ソース間電圧VDSも急峻に変化する。すなわち、MOSトランジスタのターンオフ過程において、ゲート・ソース間電圧VGSの下降速度が速ければ、ドレイン・ソース間電圧VDSは急峻に上昇することになり、このことがサージ電圧を大きくする要因となっている。換言すれば、温度が変化した場合であってもMOSトランジスタのターンオフ過程におけるサージ電圧を概ね一定の値にするためには、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthよりも小さくなるタイミングにおけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化率を一定にすることが要求される。

【0036】本実施形態では、ダイオードD3-1～D3-nを設けたので、ターンオフ過程におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化を表す曲線は、温度変化に伴って変化する。このため、ゲート回路11を設けた場合に

は、低温時には図3のC点においてMOSトランジスタ1が実際にターンオフされるのに対し、高温時にはD点においてターンオフされる。

【0037】次に、C点におけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化量（傾き： dv/dt ）とD点におけるそれとの差が、A点におけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化量とB点におけるそれとの差と比べて小さいことを説明する。ここで、説明のためにC'点を導入する。C'点は、高温時におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化を表す曲線と、低温時の閾値電圧Vthとの交点である。

【0038】ゲート・ソース間電圧VGSの変化を表す曲線は、抵抗RとコンデンサCの時定数に基づく関数なので、時間の経過に従ってその傾きは小さくなっていく。したがって、D点におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きは、C'点におけるそれよりも小さい。また、図3より明らかのように、低温時のゲート・ソース間電圧VGSの変化を表す曲線は、高温時のそれと比べて緩やかなので、C点におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きは、C'点におけるそれよりも小さい。一方、ゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きに着目すると、A点とB点との関係は、概ねC'点とC点との関係と同じであると言つてもよい。従って、C点およびD点におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きが、共にC'点のそれと比べて小さくなっていることを考慮すれば、C点およびD点におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きの差が、A点およびB点におけるゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きの差と比べて小さくなることが分かる。

【0039】このように、ゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きの差が小さければ、図5を参照しながら説明したように、そのときのドレイン・ソース間電圧VDSの立ち上がりの「急峻さ」の差も小さくなるので、サージ電圧の差も小さくなる。すなわち、本実施形態では、ターンオフ過程において、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthよりも小さくなるタイミングにおけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化の傾きが温度変化に対して出来るだけ変化しないようにすることによりサージ電圧を一定の値に抑えるようにしている。

【0040】ゲート・ソース間電圧VGSの変化を表す曲線は、ゲート回路11を設けた場合には、図3および図4(b)を参照した説明から容易に推測できるように、ダイオードD3-1～D3-nの本数に依存して変化する。具体的には、1本のダイオードの低温時における順電圧をVFL、高温時における順電圧をVFHとすると、n本のダイオードを直列に接続したときの温度変化に伴うダイオードD3-1～D3-nの順電圧の差は、 $\Delta V = n (VFL - VFH)$ となる。

【0041】本実施形態では、C点およびD点における

ゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きが互いに一致することが望ましい。このような一致を得るために、MOSトランジスタ1の特性、ダイオードD3-1～D3-nの特性およびその本数、抵抗R、電源電圧V1およびV2などに基づいてシミュレーションを実行すればよい。ただし、一実施例としては、ゲート・ソース間電圧VGSの変化の傾きを温度変化に対して厳密に一定にするのではなく、簡単な構成で出来るだけ大きな効果を得ることを狙う。このため、以下のような手法をとる。

【0042】MOSトランジスタ1の閾値電圧Vthの温度係数を $-\alpha$ (mV/度)、ダイオードD3-1～D3-nを構成する各ダイオードの温度係数を $-\beta$ (mV/度)とした場合、
 $-\alpha - \beta \cdot n$

となるように本数「n」を選ぶ。このように、温度に依存して変化するMOSトランジスタ1の閾値電圧Vthの変化分を、温度に依存して変化するダイオードD3-1～D3-nの順方向電圧の変化分を用いて補償するようすれば、ゲート・ソース間電圧VGSが閾値電圧Vthよりも小さくなるタイミングにおけるゲート・ソース間電圧VGSの時間変化の傾きが温度変化に対して小さくなるものと推測され、この結果、ドレイン・ソース間のサージ電圧（オーバーシュート電圧）の温度ばらつきを抑えられる。

【0043】なお、上記実施例では、MOSトランジスタを採り上げて説明したが、たとえば、IGBTなど、他の電圧駆動型の半導体素子にも適用できる。また、上記実施例では、過電圧を検出する回路としてツェナーダイオードを含むクランプ回路を使用し、MOSトランジスタのドレイン・ゲート間電圧がツェナーダイオードを越えたときにゲートに電流を振り込む構成である。このとき、ドレイン・ソース間には、 $VGS + Vz + VF$ (VF は、ダイオードD1の順電圧) が印加されている。ここで、 VF は、十分に小さく、また、 VGS は、定常時には電源によって決まる既知の値である。したがって、この回路は、実質的には、MOSトランジスタのドレイン・ソース間の過電圧を検出回路であるとみなすことができる。

【0044】さらに、上記実施例では、MOSトランジスタの閾値電圧の温度依存性を補償する回路として、1以上のダイオードを使用しているが、本発明はこの構成に限定されるものではなく、MOSトランジスタの閾値電圧の温度依存性を補償するような電圧を生成するものであれば代替可能である。

【0045】

【発明の効果】本発明によれば、温度に依存して変化する半導体素子の閾値電圧を補償するようにしたので、半導体素子のスイッチング時、特にターンオフ時のオーバーシュート電圧の温度によるばらつきを抑えることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本実施形態の過電圧保護機能を備えた半導体回路である。

【図2】本実施形態の半導体回路の使用例である。

【図3】ターンオフ時のゲート・ソース間電圧VGSを説明する図である。

【図4】ダイオードの特性を示す図である。

【図5】MOSトランジスタの特性を示す図である。

【図6】保護回路が設けられた電圧駆動型半導体素子の一例を示す図である。

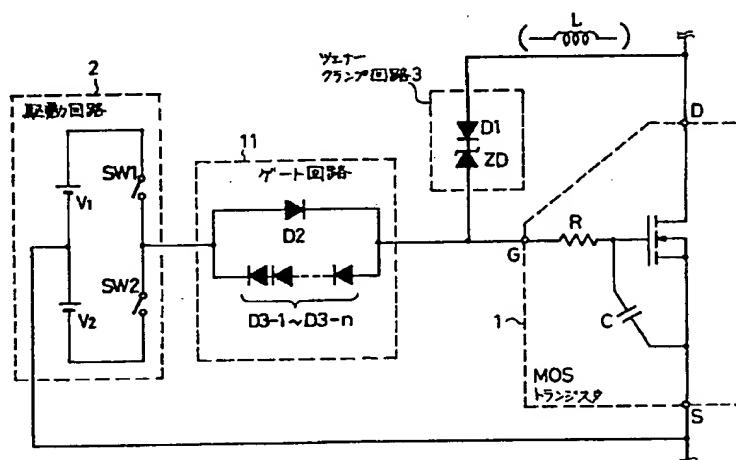
【図7】サージ電圧から半導体素子を保護する機能を説明する図である。

【図8】サージ電圧が温度に依存して変化することを示す図である。

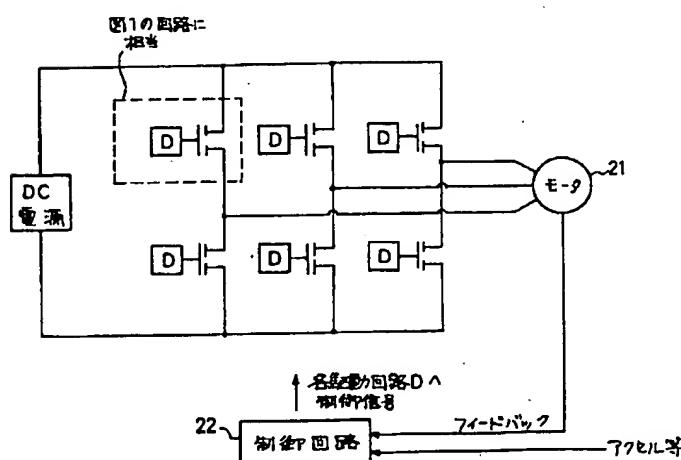
【符号の説明】

1	MOSトランジスタ
2	駆動回路
3	ツエナークランプ回路
11	ゲート回路

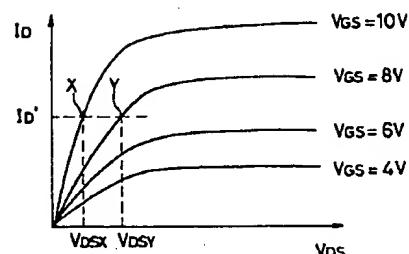
【図1】



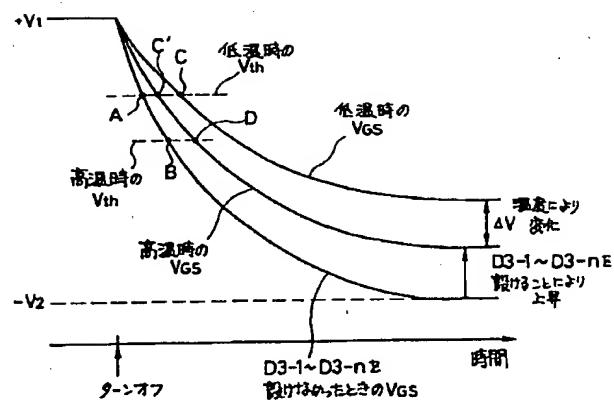
【図2】



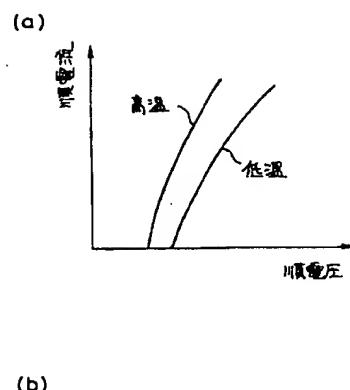
【図5】



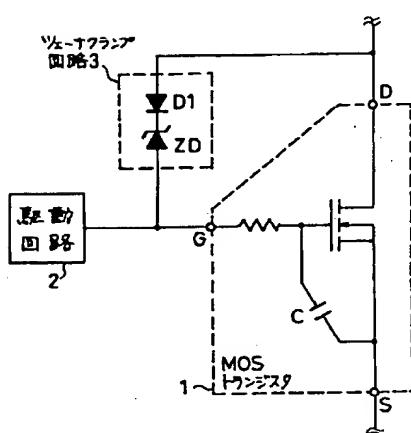
【図3】



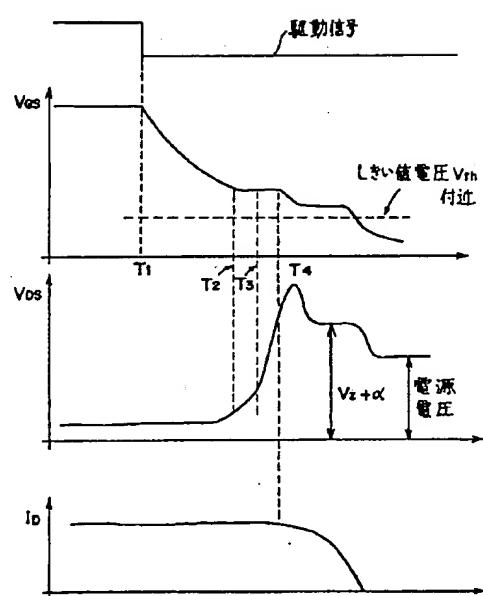
【図4】



【図6】



【図7】



【図8】

